

Requested Patent: JP10056484A
Title: ORTHOGONAL AND AMPLITUDE ERROR COMPENSATION CIRCUIT ;
Abstracted Patent: JP10056484 ;
Publication Date: 1998-02-24 ;
Inventor(s): YAMADA TOMOYUKI; TANO SATORU ;
Applicant(s): NIPPON TELEGR amp; TELEPH CORP It;NTTgt; ;
Application Number: JP19960208573 19960807 ;
Priority Number(s): ;
IPC Classification: H04L27/22 ;
Equivalents: JP3439036B2 ;

ABSTRACT:

PROBLEM TO BE SOLVED: To make an i-phase orthogonal to an orthogonal component outputted from an orthogonal quasi-synchronization detector and to make the amplitude constant.
SOLUTION: An orthogonal and amplitude error compensation circuit 3 is provided for an output stage of an orthogonal quasi-synchronization detector 2. Then the processing of $y_i = h_3 x_i$ and $y_q = h_1 x_q + h_2 x_1$ is conducted by coefficients h_1 , h_2 , h_3 updated adaptively with respect to two components x_1 , x_q received from the orthogonal quasi-synchronization detector 2 to obtain two components y_1 , y_q in which the error in the orthogonality and the amplitude is compensated.

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-56484

(43)公開日 平成10年(1998)2月24日

(51)Int.Cl.⁶
H 0 4 L 27/22

識別記号

府内整理番号

F I

H 0 4 L 27/22

技術表示箇所

Z

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 7 頁)

(21)出願番号 特願平8-208573

(22)出願日 平成8年(1996)8月7日

(71)出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号

(72)発明者 山田 知之

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本
電信電話株式会社内

(72)発明者 田野 哲

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本
電信電話株式会社内

(74)代理人 弁理士 井出 直孝 (外1名)

(54)【発明の名称】 直交および振幅誤差補償回路

(57)【要約】

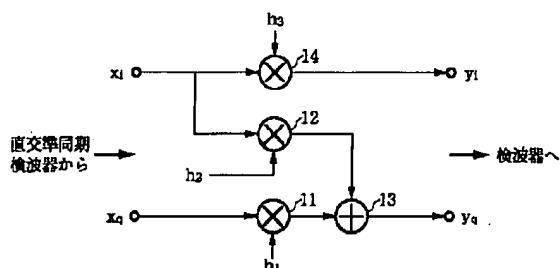
【課題】 直交準同期検波器の出力する同相成分と直交成分とを直交させ、かつ振幅を一定にする。

【解決手段】 直交同期検波器の出力段に直交および振幅誤差補償回路を設け、直交同期検波器から入力される二つの成分 x_i 、 x_q に対して、適応的に更新される係数 h_1 、 h_2 および h_3 により、

$$y_i = h_3 x_i$$

$$y_q = h_1 x_q + h_2 x_i$$

の処理を行って、直交性および振幅の誤差が補償された二つの成分 y_i および y_q を得る。



【特許請求の範囲】

【請求項1】直交準同期検波器から出力される同相成分および直交成分の信号の直交性および振幅の誤差を補償する直交および振幅誤差補償回路において、

前記直交準同期検波器からの同相成分および直交成分の一方の成分の入力信号に第一の係数を乗算した信号と他方の成分の入力信号に第二の係数を乗算した信号とを加算して前記一方の成分に対する出力信号とする第一の手段と、

前記他方の成分の入力信号に第三の係数を乗算してその成分に対する出力信号とする第二の手段と、

前記直交準同期検波器からのあらかじめ定められた回数の入力毎に、前記第一の手段の出力信号と前記第二の手段の出力信号とが直交しその二乗和が一定となるように前記第一ないし第三の係数を更新する第三の手段とを備えたことを特徴とする直交および振幅誤差補償回路。

【請求項2】前記第三の手段は、

所望の振幅レベルを表わす定数 α の二乗から前記第一の手段の出力と前記第二の手段の出力との二乗和を差し引いた誤差項を求める第四の手段と、

前記一方の成分の入力信号および出力信号と前記誤差項との乗算値にさらに補正の大きさを制御する一定のパラメータを乗算した第一の更新差異を求め、この第一の更新差異を更新前の第一の係数に加算して新たな第一の係数とする第五の手段と、

前記一方の成分の入力信号と前記他方の成分の出力信号と前記誤差項と前記パラメータとを乗算した第二の更新差異を求め、この第二の更新差異を更新前の第二の係数に加算して新たな第二の係数とする第六の手段と、

前記他方の成分の入力信号と前記一方の成分の出力信号と前記誤差項と前記パラメータとを乗算した第三の更新差異を求め、この第三の更新差異を更新前の第三の係数に加算して新たな第二の係数とする第六の手段とを含む請求項1記載の直交および振幅誤差補償回路。

【請求項3】位相変調された変調波を直交準同期検波して同相成分および直交成分の信号を出力する直交準同期検波器と、この直交準同期検波器からの出力を検波する検波器と、この検波器から出力される同相成分および直交成分の信号から同相成分をI軸、直交成分をQ軸とするIQ平面を識別面として情報を識別する識別装置とを備えた復調装置において、

前記直交準同期検波器と前記検波器との間に、請求項1または2記載の直交および振幅誤差補償回路が設けられたことを特徴とする復調装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はディジタル信号を変調して伝送する通信システムに関する。特に、ディジタル信号を復調する装置に関する。

【0002】

【従来の技術】位相変復調方式を用いたディジタル通信において、変調波から情報を抽出する従来の復調装置では、増幅器により受信変調波を増幅し、直交準同期検波器により直交準同期検波を行い、この直交準同期検波器の出力を検波器により検波し、識別装置により、同相成分をI軸、直交成分をQ軸とするIQ平面における識別面を用いて、検波器の出力である同相成分と直交成分とから情報を得ている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかし、直交準同期検波器の出力である同相成分および直交成分は、理想的には直交しかつ振幅が一定となるはずであるが、装置の不完全性のために、振幅が一定でなかったり、直交しない場合が生じる。すなわち、直交準同期検波器の出力に、直交・振幅誤差が発生する。そのため、直交準同期検波器の出力である同相成分と直交成分とをそのまま検波器の入力として用いると、ビット誤り率(BER)が増加してしまう欠点があった。このような欠点の生じる詳しい過程を以下に説明する。

【0004】図7は、直交準同期検波器の出力である同相成分および直交成分が描く軌跡を示す図であり、装置の不完全性のためにIQ平面上においてどのような軌跡を描くかを説明する図である。

【0005】直交準同期検波器とは、位相変調された変調波信号 $A \cos(\omega_c t + \Phi_k)$ に基準信号を乗算して位相和信号と位相差信号とを発生させ、低域通過フィルタで位相和信号を除去し、位相差信号を得る装置である。ここで、変調波信号の式のASは変調信号の振幅を表し、 ω_c は搬送波の角周波数を表し、 Φ_k はベースバンド信号の値に異なる値をもつ位相成分を表す。また、基準信号とは、搬送波の角周波数 ω_c と誤差 $\Delta\omega$ だけの差異がある角周波数 $\omega = \omega_c + \Delta\omega$ の正弦関数 $p_i \cos(\omega t)$ および余弦関数 $-p_q \sin(\omega t)$ のことであり、各々の基準信号を用いると、変調波の同相成分 $I = A p_i \cos(\Phi_k - \Delta\omega t)$ と直交成分 $Q = -p_q \sin(\Phi_k - \Delta\omega t)$ とが得られる。なお、正弦関数 $p_i \cos(\omega t)$ および余弦関数 $p_q \sin(\omega t)$ の p_i 、 p_q は、それぞれの関数の振幅を表す。

【0006】誤差 $\Delta\omega$ が零である場合は、同相成分および直交成分はそれぞれ、 $A p_i \cos(\Phi_k)$ 、 $A p_q \sin(\Phi_k)$ となる。したがって、IQ平面上における同相成分と直交成分の軌跡は、 Φ_k の変化と共に点の位置は変化するが、1タイムスロット内においては静止した点となる。しかし、実際には $\Delta\omega$ が何らかの値をもつため、同相成分および直交成分の軌跡は、時間の経過と共に回転する軌跡となる。ここで、同相成分および直交成分を導き出す基準信号の振幅 p_i と p_q が同じ値をもち、かつ同相成分と直交成分とのゲインが同じであると仮定すれば、IQ平面上における同相成分および直交

成分の軌跡は、図7(a)に示すように真円となる。

【0007】しかし、実際には装置の不完全性のため、上記の仮定が成り立たず、IQ平面上における同相成分および直交成分の軌跡は、図7(b)に示すように、軸がI軸およびQ軸である楕円になる。

【0008】ここまででは、前提条件として、同相成分と直交成分とを導き出す基準信号として、正弦関数 $p_i \cos(\omega t)$ と余弦関数 $-p_q \sin(\omega t)$ を用いた場合を仮定していた。すなわち、同相成分と直交成分を導き出す二つの基準信号の位相が正確に $\pi/2$ ずれている場合であり、それゆえ同相成分と直交成分とが正確に直交している場合であった。しかし、装置の不完全性により同相成分と直交成分とが直交していない場合には、図7(c)に示すように、軸がI軸およびQ軸のいずれからもずれた楕円となる。式で示すと、基準信号は $p_i \cos(\omega t)$ と $-p_q \sin(\omega t + \Phi)$ となり、これらから同相成分と直交成分とを求めるとき、それぞれ $I = A p_i \cos(\Phi_k - \Delta \omega t)$ 、 $Q = A p_q \sin(\Phi_k - \Delta \omega t - \Phi)$ となる。これらの式は、直交準同期検波器の出力の直交・振幅誤差を表現している。

【0009】以上の説明をまとめると、同相成分 I と直交成分 Q とが直交し、かつ振幅 ($I^2 + Q^2$ の平方根) が一定の場合は、図7(a)に示すように IQ 平面上における同相成分および直交成分の軌跡が真円になり、直交しているが振幅が一定でない場合は、図7(b)に示すように軸が I 軸および Q 軸である楕円になり、直交していない場合には図7(c)に示すように軸が I 軸および Q 軸のいずれからもずれた楕円となる。

【0010】なお、直交準同期検波器の出力である同相成分および直交成分の軌跡が真円にならない原因は、直交準同期検波器を構成する移相器が正確に移送を $\pi/2$ だけ移相できない場合や、同相成分と直交成分とのゲインが異なる場合など、装置の不完全性に起因する。

【0011】次に、直交準同期検波器の出力である同相成分と直交成分とが、検波器に入力されてどのような処理が施され、結果として BER が増加するのかについて説明する。検波器の処理の目的は、直交準同期検波器の基準信号の周波数ずれ $\Delta \omega$ のために生じた同相成分および直交成分の軌跡の回転の影響を除去して、新しい同相成分および直交成分を得ることにある。しかし、白色ガウス雑音が信号に加わっており、IQ平面上における同相成分および直交成分の軌跡の周辺に雑音が分布しているため、直交準同期検波器の出力である同相成分および直交成分の軌跡が真円にならない場合、検波器の処理を施して識別装置でデジタル信号を抽出した結果は、同相成分および直交成分の軌跡が真円となる場合と比べ、BER が増加する。

【0012】以上説明したように、直交準同期検波器の出力である同相成分および直交成分は、理想的には直交しつつ振幅が一定になるはずであるが、装置の不完全性

のために直交・振幅誤差が発生する。このため、振幅が同相成分と直交成分とで異なっていたり、直交しない場合が生じ、この同相成分と直交成分とをそのまま検波器に入力すると、BER が増加するという欠点があった。

【0013】また、装置の不完全性のために同相成分と直交成分とが直交しているが振幅が一定でない場合や、直交していない場合でも完全な装置との差異が事前にわかっている場合には、直交準同期検波器の後段に同相成分と直交成分に定数を掛けて調整する装置を設け、同相成分と直交成分とが直交しつつ振幅が一定になるようにするという技術も知られている。この従来技術を利用すれば、たしかに BER を向上させることができるが、調整が困難であるため、人件費の増加を招くという欠点がある。また、このような従来技術は、温度変動に起因するゆっくりした時間変動により同相成分と直交成分との揺らぎが時間の経過と共に変化する場合には、何らの有効な手立てを与えるものではない。

【0014】本発明は、これらの課題を解決し、直交準同期検波器の出力する同相成分と直交成分とを直交させ、かつ振幅を一定にする直交および振幅誤差補償回路を提供することを目的とする。

【0015】

【課題を解決するための手段】本発明の直交および振幅誤差補償回路は、直交準同期検波器から出力される同相成分および直交成分の信号の直交性および振幅の誤差を補償する直交および振幅誤差補償回路において、直交準同期検波器からの同相成分および直交成分の一方の成分の入力信号に第一の係数を乗算した信号と他方の成分の入力信号に第二の係数を乗算した信号とを加算して一方の成分に対する出力信号とする第一の手段と、他方の成分の入力信号に第三の係数を乗算してその成分に対する出力信号とする第二の手段と、直交準同期検波器からのあらかじめ定められた回数の入力毎に、第一の手段の出力信号と前記第二の手段の出力信号とが直交しその二乗和が一定となるように第一ないし第三の係数を更新する第三の手段とを備えたことを特徴とする。

【0016】第三の手段は、所望の振幅レベルを表わす定数 α の二乗から第一の手段の出力と第二の手段の出力との二乗和を差し引いた誤差項 e を求める第四の手段と、一方の成分の入力信号および出力信号と誤差項 e との乗算値にさらに補正の大きさを制御する一定のパラメータ μ を乗算した第一の更新差異を求め、この第一の更新差異を更新前の第一の係数に加算して新たな第一の係数とする第五の手段と、一方の成分の入力信号と他方の成分の出力信号と誤差項 e とパラメータ μ とを乗算した第二の更新差異を求める、この第二の更新差異を更新前の第二の係数に加算して新たな第二の係数とする第六の手段と、他方の成分の入力信号と一方の成分の出力信号と誤差項 e とパラメータ μ とを乗算した第三の更新差異を求め、この第三の更新差異を更新前の第三の係数に加算

して新たな第二の係数とする第六の手段とを含むことがよい。

【0017】本発明の原理について以下に説明する。まず、離散時間表現による直交性および振幅の誤差発生モ

$$\begin{pmatrix} x_{i,k} \\ x_{q,k} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A p_i \cos(\Phi_k - \Delta\omega T) \\ A p_q \sin(\Phi_k - \Delta\omega T - \Phi) \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} p_i & 0 \\ -p_q \sin(\Phi) & p_q \cos(\Phi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\Phi_k - \Delta\omega T) \\ \sin(\Phi_k - \Delta\omega T) \end{pmatrix}$$

ただし、 $x_{i,k}$ 、 $x_{q,k}$ はそれぞれ同相成分と直交成分とを表し、添字kは時刻を表す。数1の右辺の行列項が明らかに直交性および振幅の誤差を発生させている部分である。したがって、この行列項の逆行列を数1のベクトルに乗じることにより、この直交性および振幅の誤差

$$\begin{pmatrix} p_i & 0 \\ -p_q \sin(\Phi) & p_q \cos(\Phi) \end{pmatrix}^{-1} = \frac{1}{p_i p_q \cos(\Phi)} \begin{pmatrix} p_q \cos(\Phi) & 0 \\ p_q \sin(\Phi) & p_i \end{pmatrix}$$

すなわち、数2における行列の三つの要素を正確に推定することにより、直交および振幅が補償されることになる。そこで、直交検波された信号に対して数2に相当する以下の処理を行う。

【0020】

【数3】

$$\begin{pmatrix} y_{i,k} \\ y_{q,k} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_3 & 0 \\ h_2 & h_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{i,k} \\ x_{q,k} \end{pmatrix}$$

ただし、 $y_{i,k}$ 、 $y_{q,k}$ は信号処理済の同相成分と直交成分とを表す。この三つの行列要素を推定するため、直交振幅補償が完全であれば送信符号ビットに関わらず出力振幅は一定になることに着目し、コスト関数として定振幅性を使うCMA (Constant Modulus Algorithm) を適用する。このアルゴリズムは、

文献：J.R.Treichler and M.G.Larimore, "New processing techniques based on the constant adaptive algorithm", IEEE Trans.Acoust., Speech & processing, A

$$\frac{\partial e_k^2}{\partial h_i} = 2e_k \frac{\partial e_k}{\partial h_i} = -2e_k \left(X^T \frac{\partial H^T}{\partial h_i} H X + X^T H^T \frac{\partial H}{\partial h_i} X \right) = -2e_k \left(X^T \frac{\partial H^T}{\partial h_i} Y + Y^T \frac{\partial H}{\partial h_i} X \right)$$

である。 μ はステップサイズパラメータと呼ばれる定数で、毎回の繰り返しにおける補正の大きさを制御するパラメータである。 $[\cdot]^T$ は行列あるいはベクトルの転置を示す。数6を具体的に計算した更新式を表1に示す。数3で求めた直交性および振幅の補償モデルは完全であるため、数4および数5のパラメータ推定式を繰り返し実効することにより、直交性および振幅の誤差の補償が実現できる。

【0024】本発明では、直交準同期検波器の出力としての同相成分および直交成分に対して時間の経過と共に逐次的に適応する信号処理を行うことにより、直交準同期検波器の出力の直交および振幅誤差を補償し、同相成分および直交成分を直交させ、かつ振幅を一定にする。従来の技術とは、直交準同期検波器の出力の同相成分お

デルを以下のように展開する。

【0018】

【数1】

を補償できる。この逆行列は以下のように簡単に求められる。

【0019】

【数2】

SSP-33, pp.420-431, 1985
に詳しい。CMAを適用したコスト関数を数4に示す。

【0021】

【数4】

$$e_k = \sigma^2 - (y_{i,k}^2 + y_{q,k}^2) = \sigma^2 - X_k^T H^T H X_k$$

この式における σ^2 は所望の振幅レベル、行列HとベクトルXは各々数3の右辺の行列とベクトルを示す。CMAで用いられるパラメータ推定式は最急降下法の拡張として得られ、次式で与えられる。

【0022】

【数5】

$$h_{i,k} = h_{i,k-1} - \mu \frac{\partial e_k^2}{\partial h_i} \quad (i = 1, 2, 3)$$

ただし、

【0023】

【数6】

$$\frac{\partial e_k^2}{\partial h_i} = 2e_k \frac{\partial e_k}{\partial h_i} = -2e_k \left(X^T \frac{\partial H^T}{\partial h_i} Y + Y^T \frac{\partial H}{\partial h_i} X \right)$$

より直交成分を直ちに検波器に入力させることなく、信号処理する装置に入力して信号処理をする段階を経る点が異なる。また、同相成分と直交成分とに定数を掛けて調整する装置を設ける従来技術と比べても、同相成分と直交成分を信号処理するときに用いる係数を定数ではなく、時間の経過と共に逐次的に変化させるものにするという点で異なる。

【0025】本発明は、直交準同期検波器の出力としての同相成分と直交成分に直交および振幅誤差が発生し、直交はしているが振幅が一定でない場合や、直交していない場合でも、信号処理装置の一種である直交および振幅誤差補償回路により、直交準同期検波器の出力を信号処理して同相成分と直交成分とを直交させ、かつ振幅を一定にすることが可能であるため、BERを低下させる

効果が得られる。

【0026】本発明は、直交準同期検波器の出力としての同相成分と直交成分とを信号処理するときに用いる係数を時間の経過と共に逐次的に変化させるため、温度変動に起因するゆっくりした時間変動のため同相成分と直交成分との揺らぎが時間の経過と共に変化しても、その時々刻々と変わる条件に追随的に適応して信号処理することが可能であるので、温度変動が存在してもBERを低下させる効果が得られる。

【0027】

【発明の実施の形態】図1は本発明の実施形態を示すデジタル信号復調装置のブロック構成図である。この復調装置は、増幅器1、直交準同期検波器2、直交および振幅誤差補償回路3、検波器4および識別装置5を備える。電波の形でこの復調装置に到達した位相変調された変調波はアンテナで受信され、増幅器1により増幅されて直交準同期検波器2に入力される。直交準同期検波器2は、増幅された受信波を直交準同期検波し、同相成分および直交成分の信号を出力する。以下では、これらの信号を単に「同相成分」、「直交成分」という。直交準同期検波器2の出力は、直交および振幅誤差補償回路4を経由して検波器4に入力されて検波される。識別装置5は、検波器4から出力される同相成分および直交成分から、同相成分をI軸、直交成分をQ軸とするIQ平面を識別面として情報を識別する。これにより、電波の形で復調装置に到達した変調波からディジタルベースバンド情報を得ることができる。

【0028】ここで、直交準同期検波器2の出力する同相成分および直交成分は、基準信号の周波数が正確に搬送波の周波数と同一でないために、IQ平面上においては完全に同期がとれておらず、回転する軌跡となる。また、直交準同期検波器2の不完全性のために、通常、同相成分および直交成分は、直交しているが振幅が一定でなかったり、直交していないかったりする。すなわち、直交および振幅の誤差が生じる。

【0029】そこで本実施形態では、直交準同期検波器2の出力である変調波の同相成分と直交成分について、直交準同期検波器2の後段に設置される信号処理装置の一種である直交および振幅誤差補償回路に入力し、信号処理済の同相成分および直交成分を出力として得る。この信号処理済の同相成分と直交成分とは、直交および振幅誤差補償回路3の働きにより、互いに直交し、かつ振幅が一定である。この信号処理済の同相成分と直交成分とを検波器4に入力することで、完全に同期が取られIQ平面上で静止した同相成分および直交成分が得られる。

【0030】図2ないし図6は直交および振幅誤差補償回路3の詳細な回路構成を示す図であり、機能別に分けて示す。図2は直交準同期検波器2から入力される同相成分 x_I および直交成分 x_q に対して係数 h_1 、 h_2 、

h_3 を用いて処理する構成を示し、図3は誤差項eを求めるための構成を示し、図4ないし6はそれぞれ係数 h_1 、 h_2 、 h_3 を得るための構成を示す。

【0031】図2を参照すると、この直交および振幅誤差補償回路3は、直交準同期検波器2からの入力直交成分 x_q に第一の係数 h_1 を乗算する乗算器11と、同じく入力同相成分 x_I に第二の係数 h_2 を乗算する乗算器12と、乗算器11の出力と乗算器12の出力と加算して出力直交成分 y_q とする加算器13と、入力同相成分 x_I に第三の係数 h_3 を乗算して出力同相成分 y_I とする乗算器14とを備える。すなわち、

$$y_I = h_3 x_I, \quad y_q = h_1 x_q + h_2 x_I$$

の信号処理を行う。ここで、係数 h_1 、 h_2 、 h_3 は定数ではなく、同相成分 y_I と直交成分 y_q とが直交しその二乗和が一定となるように、時間の経過と共に逐次的に変化する係数である。したがって、あらかじめ定められた回数の入力毎に係数 h_1 、 h_2 、 h_3 を逐次的に更新する必要がある。なお、この逐次的に行われる更新は、1シンボルの入力がある毎に行われてもよく、複数のシンボル毎に行われてもよい。したがって、更新の周期はシンボルレート以下となる。

【0032】係数 h_1 、 h_2 、 h_3 は、入出力の各成分と、出力の振幅誤差とから求めることができる。振幅誤差として、所望の振幅レベルを表す定数 σ の二乗から同相成分 y_I と直交成分 y_q との二乗和を差し引いた誤差項eを定義する。この誤差項eを求めるには、図3に示すように、乗算器15により定数 σ の二乗を求め、乗算器16、17によりそれぞれ同相成分 y_I 、直交成分 y_q の二乗を求め、乗算器16、17の出力に乗算器18、19により-1を乗算し、乗算器15、18、19の出力を加算器20により加算する。定数 σ は任意に選ぶことができるが、回路がディジタル回路で信号が量子化されている場合、定数の値 σ の値を小さくし過ぎると量子化誤差に埋もれてしまうし、反対に大きくし過ぎると飽和してしまうので、適当な値を設定することが望ましい。また、回路がアナログの場合でも、定数 σ の値は小さくし過ぎると直流ドリフトの影響を大きく受けてしまうし、大きくし過ぎても消費電力が大きくなり過ぎるという欠点があるので、適当な値を設定する必要がある。

【0033】次に、係数 h_1 の更新について図4を参照して説明する。ここで、更新前の係数 h_1 を $h_{1,k-1}$ 、更新後の係数 h_1 を $h_{1,k}$ と表す。係数 $h_{1,k}$ を得るには、入力直交成分 x_q と、出力直交成分 y_q と、誤差項eと、補正の大きさを制御する一定のパラメータ μ とを乗算器21により乗算し、得られた更新差異 Δh_1 を加算器22により更新前の係数 $h_{1,k-1}$ に加算する。これにより得られた係数 $h_{1,k}$ が図2に示した乗算器11に供給される。パラメータ μ はステップサイズパラメータと呼ばれる定数であり、毎回の繰り返しにおける補正

の大きさを制御する。

【0034】係数 h_2 の更新は、更新前の係数 h_2 を $h_{2,k-1}$ 、更新後の係数 h_2 を $h_{2,k}$ と表し、図5に示すように、入力直交成分 x_q と出力同相成分 y_i と誤差項 e とパラメータ μ とを乗算器23により乗算し、得られた更新差異 Δh_2 を加算器24により更新前の係数 $h_{2,k-1}$ に加算する。これにより得られた係数 $h_{2,k}$ が図2に示した乗算器12に供給される。

【0035】係数 h_3 の更新は、更新前の係数 h_3 を $h_{3,k-1}$ 、更新後の係数 h_3 を $h_{3,k}$ と表し、図6に示すように、入力同相成分 x_i と出力同相成分 y_i と誤差項 e とパラメータ μ とを乗算器25により乗算し、得られた更新差異 Δh_3 を加算器26により更新前の係数 $h_{3,k-1}$ に加算する。これにより得られた係数 $h_{3,k}$ が図2に示した乗算器14に供給される。

【0036】表1に係数 h_1 、 h_2 、 h_3 の更新式を示す。この逐次的に変化する係数 h_1 、 h_2 、 h_3 を用いて、図2に示す構成により信号処理を行う。これにより、IQ平面における同相成分および直交成分に直交および振幅の誤差が発生して、直交していないかったり、直交はしているが振幅が一定でなかったりした場合でも、直交しかつ振幅が一定になるように修正することが可能になる。また、温度特性の変化により同相成分と直交成分との揺らぎが時間の経過と共に変化しても、係数 h_1 、 h_2 、 h_3 が逐次的に変化するため、揺らぎに追随して適応的に信号処理することが可能になる。

【0037】

【表1】

係数	係数の更新式
h_1	$h_{1,k}=h_{1,k-1}+\mu y_q x_q e$
h_2	$h_{2,k}=h_{2,k-1}+\mu y_i x_i e$
h_3	$h_{3,k}=h_{3,k-1}+\mu y_i x_i e$

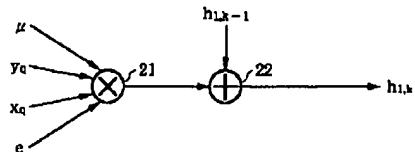
$e = \sigma^2 - (y_i^2 + y_q^2)$

【0038】

【図1】



【図4】



【発明の効果】直交準同期検波器の出力としての同相成分と直交成分との直交性および振幅に誤差が存在する場合には、信号の位相に応じて振幅が変動する。そこで本発明では、振幅を一定にするCMAアルゴリズムを利用した直交および振幅誤差補償回路を直交準同期検波の出力に設ける。これにより、同相成分と直交成分とを直交させつつ、かつ振幅を一定にすることが可能となる。直交性および振幅の誤差を除去することで、結果的にBERを低下させる効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施形態を示すデジタル信号復調装置のブロック構成図。

【図2】直交および振幅誤差補償回路の構成の一部を示す図であり、同相成分 x_i および直交成分 x_q に対して係数 h_1 、 h_2 、 h_3 を用いて処理するための構成を示す回路図。

【図3】直交および振幅誤差補償回路の構成の一部を示す図であり、誤差項 e を求めるための構成を示す回路図。

【図4】直交および振幅誤差補償回路の構成の一部を示す図であり、係数 h_1 を得るための構成を示す回路図。

【図5】直交および振幅誤差補償回路の構成の一部を示す図であり、係数 h_2 を得るための構成を示す回路図。

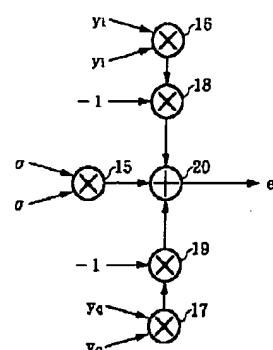
【図6】直交および振幅誤差補償回路の構成の一部を示す図であり、係数 h_3 を得るための構成を示す回路図。

【図7】直交準同期検波器の出力である同相成分および直交成分が描く軌跡を示す図。

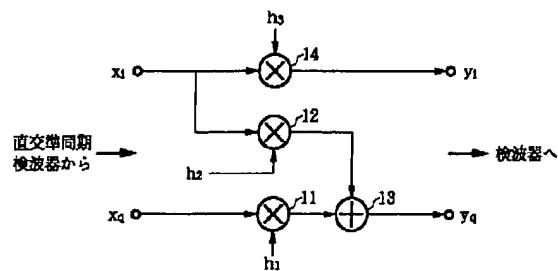
【符号の説明】

- 1 増幅器
- 2 直交準同期検波器
- 3 直交および振幅誤差補償回路
- 4 検波器
- 5 識別装置
- 11、12、14~19、21、23、25 乗算器
- 13、20、22、24、26 加算器

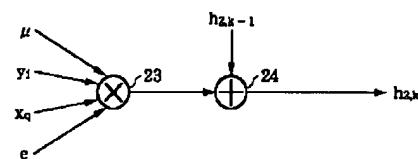
【図3】



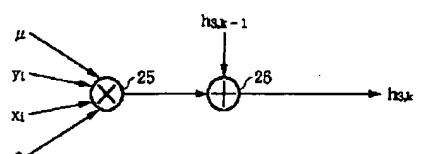
【図2】



【図5】



【図6】



【図7】

